

工學碩士 學位論文

Two-Capacitor를 이용한 PCB 기판에서 발생하는 방사노이즈의
저감에 관한 연구

A Study on Suppression of EMI Radiation from PCB by Using
Two-Capacitor

指導教授 金 東 一

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

鄭 翔 旭

本 論文을 鄭翔旭의 工學碩士
學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 姜 仁 鎬



委 員：工學博士 尹 榮



委 員：工學博士 金 東 一



2005 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

鄭 翔 旭

Abstract

According to the rapid development of the electric and electronic industry, the interests in the EMI (Electromagnetic Interference) / EMS (Electromagnetic Susceptibility) are gradually increasing as electromagnetic environment problems.

Recently, to solve the problem on mal-functions of digital equipments with high clock frequency, which are operated in low power and wide frequency band. In addition, the international regulations e.g., IEC, CISPR, FCC, ITU-T, etc. for the EMI/EMC have suggested. Therefore, it is necessary to perform countermeasure for EMI/EMC satisfying the international regulations.

A PCB may act as an antenna to radiate RF energy through free space or couple through a cable interconnect. Because PCBs can be major source that produce radiated emission. It has been proved and verified that due to high speed clock and pulsed data signals, currents of these signals in PCBs can produce strong conducted emission and radiated emission in a wide scope of frequency. So most PCBs act as an unintentional radiator and are regulated by international EMC requirements unless design requirements include it as being a transmitter.

To minimize the effects of an unwanted antenna existing in a PCB, EMC design and suppression techniques are required. These include establishing a good ground system in the layout in addition to the use of a Faraday cage (to contain RF emission). RF filters also reduce unwanted RF signals with minimal effects on the desired data, as long as the filter is properly chosen for its intended function. In this thesis, EMI suppression techniques for radiated emissions from PCB trace, source suppression using 2-capacitor Low Pass Filters is adopted.

Firstly, the RF energy from a simple 2 mm × 50 mm micro-strip transmission line was measured by using HITACHI company EMV-200. This tester using a magnetic near field probe shows a spatial distribution of electromagnetic noise on a PCB or an IC . From the transmission line with input 10 dBm signal of 100, 300, 500, 1000 MHz. A radiation was observed 59 ~ 76 $dB\mu V$ as a maximum value.

Then, it was simulated using ADS and found optimal design using 2-capacitor. According by the experimental results, it has been clearly proved that the radiated emission from PCB is reduced 4.8 ~ 13.2 dB by using 2 capacitors.

Nomenclature

B	:	Magnetic Flux Density Vector
D	:	Electric Flux Density Vector
E	:	Electric Field Vector
H	:	Magnetic Field Vector
I	:	Current
M	:	Mutual Inductance
R	:	Resistance
S	:	Loop Area
V	:	Voltage
α	:	Attenuation Constant
β	:	Phase Constant
c	:	Light velocity
ϵ	:	Permittivity
ϵ_0	:	Permittivity of Vacuum
f_c	:	Resonant Frequency
γ	:	Propagation Constant
λ	:	Wavelength

- 목 차 -

제 1 장 서 론	
1.1 연구배경	1
1.2 연구목적	3
제 2 장 PCB 기판에서의 EMI 문제	
2.1 EMI 발생 Mechanisms	4
2.2 근역장과 원역장	6
2.3 PCB 기판에서의 Radiation 원인	11
제 3 장 PCB 기판에서의 Radiation 저감	
3.1 PCB상에서의 Radiation 시뮬레이션	14
3.1 일반적인 PCB상에서의 Radiation 저감	17
3.3 2 Capacitor를 이용한 Radiation 저감	19
제 4 장 실험 결과 및 고찰	
4.1 Radiation 측정시스템(EMV-200)	23
4.2 PCB에서의 Radiation 측정	26
4.3 1-Capacitor를 이용한 Radiation 측정	32
4.4 1-Capacitor의 취부위치에 따른 Radiation 측정	35
4.5 2-Capacitor를 이용한 Radiation 측정	37
제 5 장 결 론	41
참고문헌	43

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

최근 IT 산업의 눈부신 발전에 따라 전자회로가 고밀도화, 초고속화, 초경량화 되며 작은 에너지로 동작을 하는 추세이다. 그러나 회로의 고집적화에 따라 인위적인 제어가 어려운 미소한 전자파에 기기나 소자가 민감하게 반응하여 오동작을 일으키고, 프로세서의 속도가 비약적으로 높아져 높은 주파수 대역까지 전자파가 발생되어 원하지 않는 다양한 전자파장해 현상이 일어나고 있다.

전자파 장애(EMI ; Electro Magnetic Interference)는 크게 전도성(Conducted Emission) EMI와 복사성(Radiated Emission) EMI로 분류된다. 전도성 EMI는 전도노이즈 측정 한계치인 30 MHz까지의 대역이며 적절한 접지나 필터를 이용하면 EMI는 비교적 쉽게 제거할 수 있으나 복사성 EMI는 그 주파수 범위가 30 MHz ~ 1 GHz 이며 EMC 문제의 절반 이상을 차지 할 정도로 그 예측 및 해결이 어려우며 중요한 기술로 인식되고 있다[1].

특히 30 MHz - 600 MHz 대역의 복사노이즈는 DSP, 영상처리보드, TFT 모니터 등에서 EMI 대책에 가장 어려움을 느끼는 주파수 대역이며, 이 대역에 사용되는 각종 커패시터와 인덕터가 공진을 일으키고 PCB(Printed Circuit Board) 패턴, 인덕턴스와 저항값을 무시 할 수 없으며, 결합력이 강해 비록 PCB에서 발생된 노이즈라도 SMPS (Switching Mode Power Supply)를 통한 전원선과, 각종 I/O 선이 안테나가 되어 복사하기 때문에 발생한다[2].

전자파환경 대책에 있어서 가장 중요한 것 중 하나가 PCB 상에서 EMC 대책으로 디지털 장비 내부의 PCB는 대부분 비선형 회로들로 구성되어 IC의 스위치, 반사, 누화(Crosstalk), 공통임피던스에 의한 노이즈가 발생하는 EMI 발생원이며, EMS 신호에 오동작을 일으키는 핵심부분이 된다. 실제로 PCB에서 사용하는 높은 클럭 주파수와, 펄스화된 데이터 신호, 이런 신호들의 전류에 의해 넓은 대역에 강한 전도성, 복사성 방출을 할 수 있음이 증명되어 졌다[3].

실제 대부분의 고속디지털 시스템의 기능 및 규격의 상당 부분이 PCB에 의해 결정되며 EMI 복사에 의한 오동작의 약 60% 이상이 PCB 기관에서 문제가 발생한 것으로 알려져 있다. 이러한 문제에 대해 종래에는

- ① 전자회로, 전자부품의 선택
- ② 노이즈 필터의 사용
- ③ 쉴딩(Shielding)의 사용

④ 그라운드(Grounding)의 사용

⑤ 와이어링(Wiring)의 사용

등의 대책을 주로 하였으나, 이러한 대책으로는 EMI/EMC의 국제규격을 만족하기에는 불충분하여 적극적인 대책이 요망되고 있다.

1.2 연구목표

모든 전기회로는 신호를 발생시키는 신호원, 신호가 전달되는 부하단, 신호전류를 전달하는 신호선과 전달된 전류가 되돌아오는 귀환경로(return path) 등으로 구성된 폐루프를 이루고 있다. 이러한 폐루프를 루프의 형태와 흐르는 전류의 크기에 따라 결정되는 자속을 발생시킨다. 이러한 자속은 이웃한 선로들 간의 신호를 결합시켜서 누화 현상을 일으키는 원인일 뿐만 아니라 외부로 복사되는 전자파의 강도를 증가시키는 원인이 된다[4].

PCB 기판에서 30 ~ 1000 MHz 대역 EMI 대책수립에 있어 중요한 역할을 하는 것은 이상적인 PCB 설계와 효과적인 capacitor 사용이다. PCB 회로에서 전류의 흐름이 루프를 따라서 흐를 경우 루프는 작은 안테나처럼 동작을 하여 Magnetic field를 복사하게 되므로, 디자인 단계에서 신호의 전류 루프는 조정되어야 한다[5]. 그리고 설계 초기에 EMC 대책을 세우게 되면 그 대책비용이 저렴하며 시간을 절약할 수 있다.

일반적으로 PCB에서 발생하는 자계를 없애거나 줄이기 위해서 Source Suppression 이나, 전송선에 필터를 사용하는데 일반적으로 PCB의 전송선에 capacitor를 연결하여 노이즈를 저감시킨다. 고주파에서 전송선은 저항과 인덕터가 연결된 형태로 보이므로 capacitor와 전송선로는 하나의 LPF 형태가 되며, 이런 타입의 필터는 수백 MHz에서 효과적이다. 또한 알맞은 거리를 유지한 2개의 capacitor를 이용하면 보다 효과적인 필터를 구성하여 사용할 수 있게 된다 [6].

그래서 본 논문에서는 PCB에서 발생하는 EMI Radiation을 제거하기 위해 2-capacitor를 이용하여 Source Suppression과 필터링을 해줌으로써, Radiation을 저감시키고자 한다. 실험을 하기 위해서 직선 전류에 의한 자기장을 구하는 비오 사바르 법칙 (Biot-savart`s Law)을 이용하여 Radiation을 시뮬레이션하고, 전자파 노이즈를 측정하는 HITACHI사의 EMV-200을 가지고 PCB 기판에서의 Radiation을 측정하였다. 그리고 ADS로 2-capacitor의 최적 거리 및 값을 구하여 설계 제작 및 측정을 하여 30 MHz ~ 1000 MHz에서 발생하는 EMI Radiation을 줄이고자 한다.

제 2 장 PCB 기판에서의 EMI

2.1 EMI 발생 매커니즘

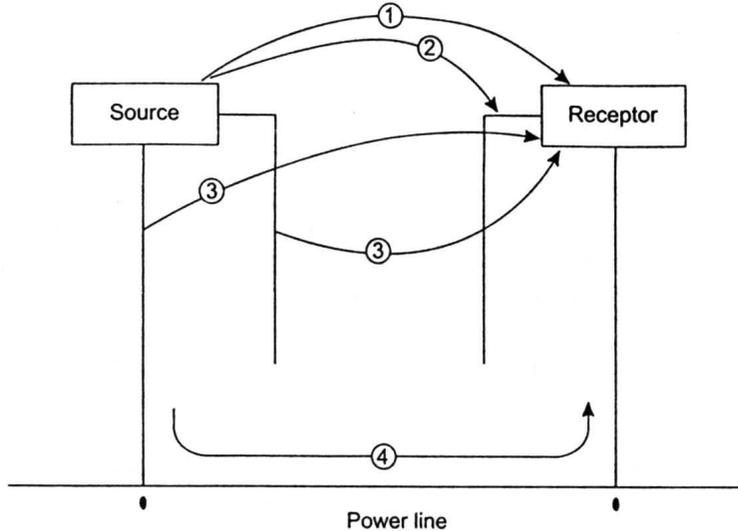


그림 2.4 결합 경로의 매커니즘

Figure 2.1 Coupling path mechanisms.

그림 2.1은 결합 경로의 메커니즘을 나타내고 있으며, 전자파 간섭이 디바이스나 장비 또는 시스템인 감응체에 어떻게 전달되는지에 대해서 보여준다. 그림 2.1에서 경로 1은 소스로부터 리셉터에 직접적인 Radiation을 나타내고 있고 경로 2는 소스로부터 직접적인 RF 에너지가 Radiation을 하여 리셉터에 연결된 신호/제어 케이블 또는 전기 전원케이블을 전달되는 것을 나타낸다. 경로 3은 RF 에너지가 전기 전원, 신호, 제어케이블에 의해 리셉터로 Radiation하는 것을 보여주고 있고, 경로 4는 공통 전원선이나 공통 신호/제어 케이블을 통하여 RF 에너지가 전도되어지는 것을 나타내고 있다[7]. 게다가 이 4가지 결합경로에는 각각 4가지로 전달되는 메커니즘이 있다. 그 4가지 메커니즘은

1. Conductive
2. Electromagnetic
3. Magnetic field

4. Electric field

Conductive 결합은 공통 임피던스 결합이라고도 한다. 이 결합은 상호임피던스에 의해 노이즈 소스와 민감한 회로가 서로 연결되었을 때 발생한다. 그리고 이때 최소2개의 연결이 필요하게 되는데 이것은 노이즈 전류가 소스에서 부하로 흐르고 다시 소스로 돌아가기 때문이다. 그림 2.2는 2회로와 전원 소스를 나타내고 있다. 각 회로로부터 전류는 전원 서브시스템과 상호연결된 전선의 공유임피던스를 통하여 흐르므로 연결된 금속은 모든 원인이 된다. 이 그림에서는 리턴 라인이 공유연결된 부분이다.

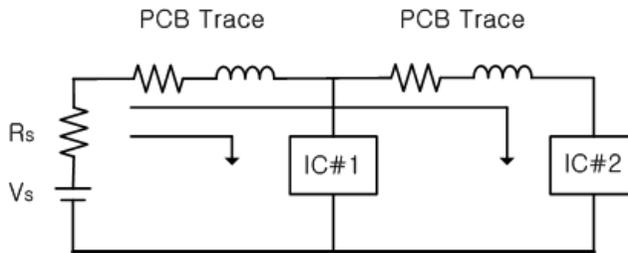


그림 5.2 전도성 결합 메커니즘

Figure 2.2 Conductive transfer mechanism.

Magnetic 결합은 자속 부분이 하나의 루프에 의해서 생겨서 다른 전류 패스에 의해 다른 루프를 통하면서 발생한다. 자속결합은 두 루프사이의 상호결합에 의해 나타나게 된다. 두번째 루프의 $V_2 = M_{12}dI_1/dt$ 전압에 노이즈 전압이 인가되며 M_{12} 상호결합 팩터와 dI/dt 의 시간에 따른 전류의 변화이다. 자속 커플링은 그림 2.3에 보여진다.

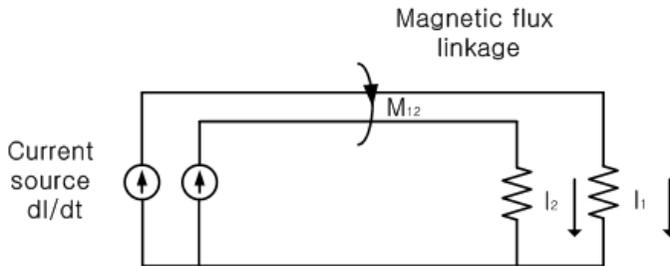


그림 2.6 자계 결합

Figure 2.3 Magnetic field coupling.

전계 커플링은 낮은 임피던스 회로에서 발생한다. 이 효과는 다른 곳에서 발생하는 결합에 비해서는 작다. 그림 2.4의 회로에서 높은 임피던스 Z_s 와 병렬로 된 Z_L 이 있는 경우 상호 캐피시턴스가 존재하게 된다. 하나의 회로에서 중단된 도체부분에서 다른 회로의 도체로 전기적인 플럭스가 생성되는 부분에서 capacitor 결합이 생겨나게 된다. 두 회로 사이의 전기적인 플럭스의 결합은 상호캐피시턴스로 나타내어질 수 있다. 민감한 회로에 삽입된 노이즈 전류는 대략 $I = CdV/dt$ 로 근사할 수 있다.

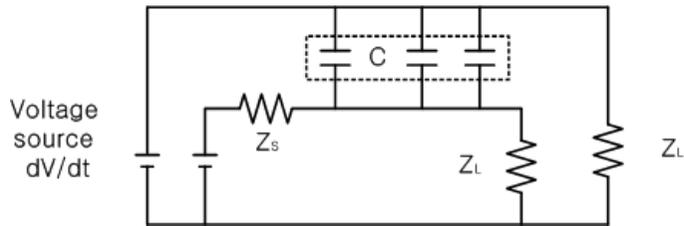


그림 2.7 전계 결합

Figure 2.4 Electric field coupling.

전자계 결합은 회로에 전계와 자계가 동시에 영향을 줄 때의 합으로 나타낼 수 있다. 종종 우리가 Near Field 또는 Far Field에 있는지에 따라서 소스와 리셉터의 거리에 따른 전계와 자계가 다르게 영향을 받게된다.

2.2 근역장과 원역장

EMC의 주된 문제는 서로 다른 전자기적인 기기나 시스템들간의 상호작용이다. 이런 상호 작용은 기기간의 결합(coupling)에 기인한다. 이러한 결합은 두 시스템간의 전자파를 통한 에너지의 전달과 용량성 및 유도성에 관련된 유도적인 메카니즘에 의하여 발생한다. 따라서, 주어진 조건에서 이들이 어떻게 영향을 미치는지 알아야 할 필요가 있다. 맥스웰 방정식은 이상적인 경우에 한하여 일반적인 해를 구해줄 뿐, 이것에 대한 구체적인 해답을 찾기는 곤란하다. 이에 두 가지 간략한 모델을 선택하여 전자기장의 근·원역장에 관하여 설명한다[4].

하나는 미소 다이폴안테나이고 또 하나는 소형 루프안테나이다. 이들 각각에 교류전류 $I_0 e^{j\omega t}$ 가 흐른다고 가정한다.

안테나의 길이 $L \ll \lambda$ 인 미소 다이폴안테나에 일정한 전류 $I_0 e^{j\omega t}$ 가 그림 2.5 와 같이 흐른다고 가정했을 때, 이 안테나의 전자기장은 거리, 주파수 및 각도의 함수로 표시될 수 있다. 즉,

$$\mathbf{E}_r = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)}}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[-\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2-1)$$

$$\mathbf{E}_\theta = -\frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[-\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2-2)$$

$$\mathbf{H}_\phi = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)}}{4\pi} \left[\frac{\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2-3)$$

이다.

한편, 반경 a 를 가지는 소형 루프안테나에 의한 자기장 성분은 그림 2.6을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_r = \frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \cos\theta}{4\pi} \left[-\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2-4)$$

$$\mathbf{H}_\theta = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi} \left[-\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2-5)$$

$$\mathbf{E}_\phi = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2-6)$$

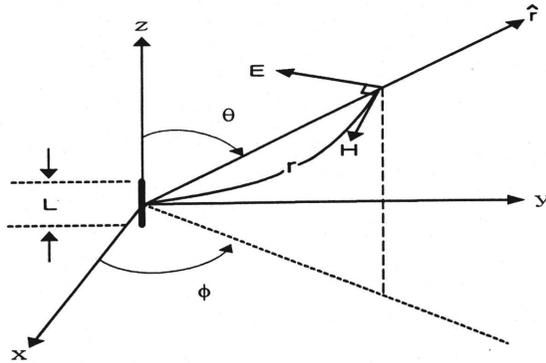


그림 2.5 미소 다이폴의 좌표계와 전자계 성분
 Figure 2.5 Dipole coordinate system and electromagnetic field components.

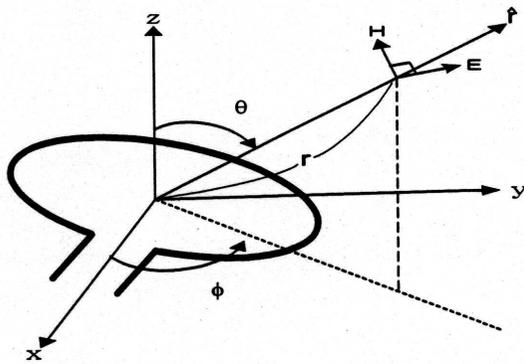


그림 2.6 소형루프 안테나의 좌표계와 전자계 성분
 Figure 2.6 Loop coordinate system and electromagnetic field components.

위 식을 이용하기 위해서 식 (2-1)에서 (2-6)의 어떠한 부분의 항들은 무시되어 근사할 수 있다. 이러한 근사의 기준은 Radiation되는 전원에서부터의 거리가 멀고 짧음에 따라 달라질 수 있다. 먼 거리에서의 전자기장을 통상 **원역장**(Far Field) 이라고 하며 이것은 마치 전원에서부터 전자파가 Radiation되는 것처럼

여겨진다. 원역장에서는 $1/r^2$, $1/r^3$ 항은 $1/r$ 항과 비교하여 무시될수 있는 항이다. 따라서 원역장의 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{E}_\theta = - \frac{I_0 L \beta^2 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{j\omega \epsilon_0 4\pi r} = \frac{j\beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{c \epsilon_0 4\pi r} \quad (2-7)$$

$$\mathbf{H}_\phi = \frac{j\beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi r} \quad (2-8)$$

미소 다이폴안테나에 아주 가까운 지점에서는 $1/r^2$ 와 $1/r^3$ 항은 원역장과는 달리 $1/r$ 항에 비해 무시할 수 없다. 이것을 **근역장**(Near Field)이라고 하며, 원역장보다 매우 복잡하다. 왜냐하면 세개의 성분, 즉 \mathbf{E}_θ , \mathbf{H}_ϕ 그리고 \mathbf{E}_r 을 모두 고려하여야 하고, 위상관계도 원역장과 다르기 때문이다. 그러나 대부분의 EMC 상황에서는 근역장으로의 접근이 필요하다.[4] 그러므로 근역장에서 원역장으로 전이하는 지점을 식별하는 것이 매우 중요하다. 이 지점은 안테나로부터의 거리와 전기장의 강도를 나타낸 그래프에서 $1/r$, $1/r^2$, $1/r^3$ 항을 나타내면 알 수가 있다. 우선 식(2-7)에서 $r = a(\lambda/2\pi) = a/\beta$ 라 하면 다음과 같이 고쳐 쓸 수가 있다.

$$\mathbf{E}_\theta = jL I_0 \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \sin\theta e^{j(\omega t - \beta r)} \pi / \lambda^2 (1/a - j/a^2 - 1/a^3) \quad (2-9)$$

$$\text{즉, } |E_\theta| \approx 120\pi L I_0 \sin\theta / \lambda^2 |(1/a - j/a^2 - 1/a^3)| \quad (2-10)$$

식(2-9)의 3개의 항들은 그림 2.7에 나타내었다. 그리고 $r \approx \lambda/2\pi$ ($a \approx 1$) 에서는 전자기장에서는 전자기장에서 \mathbf{E}_θ 성분에 영향을 주는 요소가 동일하며, 이 영역이 근역장과 원역장의 전이 영역이다. 그래서 원역장이나 근역장을 정의할 때, 파의 진폭의 크고 작음으로써 정의하는 것보다는 전이되는 거리로 정의한다.

$$\begin{aligned} r_{near} &\ll 0.1\lambda/2\pi \quad (\text{근역장}) \\ r_{far} &\gg 10\lambda/2\pi \quad (\text{원역장}) \end{aligned} \quad (2-11)$$

이다.

식 (2-11)은 안테나에서 Radiation되는 파장에 관련된 것이다. 그러나 EMC에
서는 통상 다음과 같이 정의하여 사용한다.

$$r \gg \lambda/2\pi \quad (\text{원역장})$$

$$r \ll \lambda/2\pi \quad (\text{근역장})$$

(2-12)

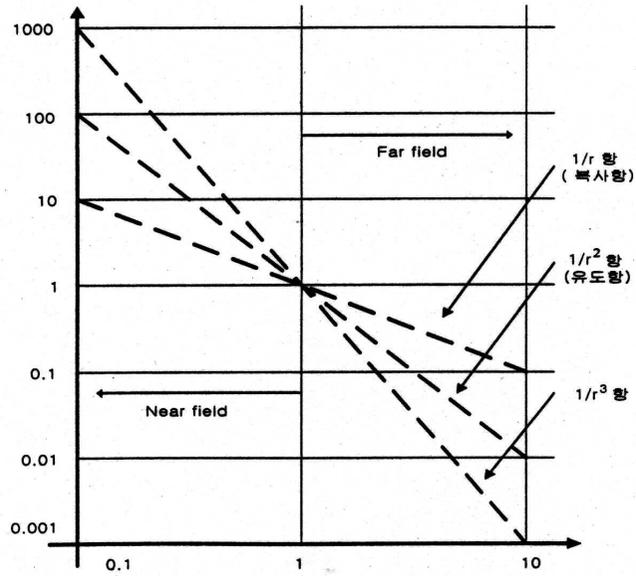


그림 2.7 안테나로부터의 거리에 따른 정규화된
전계강도

Fig. 2.7 Normalized Electric field intensity
with distance from antenna.

2.3 PCB 기판에서 Radiation 원인

먼저 PCB 기판에서 어떻게 RF 에너지가 발생하는지를 알기 위해서는 소자적인 측면과 숨겨진 특성을 이해해야 하며, 이를 위해서는 맥스웰 방정식을 이해할 필요가 있다. 맥스웰의 4가지 방정식은 전계와 자계의 관계식으로 표현할 수 있으며, 이 식은 가우스 법칙으로부터 2가지, 페러데이 법칙, 암페어 법칙으로 나눌 수 있다. 식(2.8)은 기본적인 맥스웰 방정식을 보여주고 있다.

1 Electric Flux (*from Gauss*)

$$\nabla \cdot D = \rho \quad \varphi_e = \oint_s D \cdot ds = \int_v \rho dv = 0 \quad (2-13)$$

1 Magnetic Flux (*from Gauss*)

$$\nabla \cdot B = 0 \quad \varphi_m = \oint_s B \cdot ds = 0 \quad (2-14)$$

1 Electric Potential (*from Faraday*)

$$\nabla \times E = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad \oint E \cdot dl = - \int_s \frac{\partial B}{\partial t} \cdot ds \quad (2-15)$$

1 Electric Current (*from Ampere*)

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad \oint H \cdot dl = \int_s (J + \frac{\partial D}{\partial t}) \cdot ds = I_{total} \quad (2-16)$$

맥스웰의 4가지 방정식은 PCB내에서 발생하는 EMI의 원인을 보여준다. 도선을 따라 움직이는 전자는 전류를 발생시키고 이 전류에 의해 자계가 발생한다. 암페어 법칙에서 시변하는 전하는 자기장을 발생시키는 전기적인 흐름을 발생시키고, 시변하는 전하에 의해 발생된 자계는 자속이라 할 수 있다. 자속은 그림 2.8에서 보이는 바와 같이 오른손 법칙을 사용해서 쉽게 보여진다.

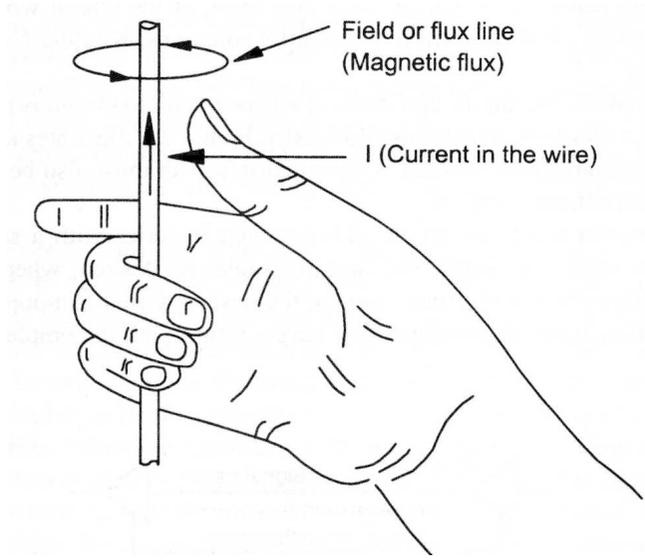


그림 2.11 오른손 법칙
 Figure 2.8 Right-hand rule.

오른손 법칙에서 엄지손가락이 향하는 방향은 전류가 흐르는 방향이며 이때 오른손의 손가락들을 감싸는 방향으로 자속이 발생한다. 시변자계는 교차하며 수직을 이루는 전계를 발생시키고 RF Radiation는 이 두 전계와 자계의 결합으로 발생하게 된다. 이러한 전자계는 PCB의 구조에 의해서 전도 또는 Radiation의 형태로 나오게 된다[7].

PCB에서 RF 전류는 소스에서 전송선로를 따라 로드로 전달되고 반드시 그들의 소스로 다시 돌아가게 된다. 결과적으로 그림 2.9와 같은 RF 전류 루프가 생기게 된다[8].

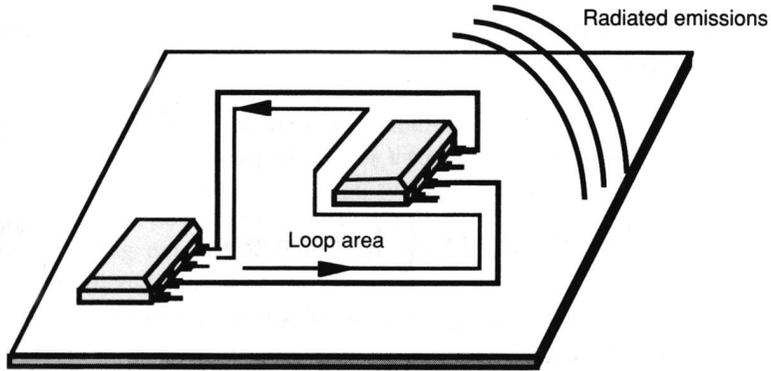


그림 2.12 소자사이의 루프영역

Figure 2.9 Loop area between components.

이러한 PCB의 루프는 자유공간이나 케이블 상호간의 결합을 통해서 RF 에너지를 안테나처럼 Radiation하게 된다. 안테나는 일반적으로 통신의 효율 및 RF 신호를 Radiation하는 중요한 부분으로써 원하는 주파수와 목적에 맞게 의도적으로 Radiation를 만들어줌으로써 사용한다. 하지만 안테나처럼 Radiation하면서 의도하지 않은 PCB에서의 Radiation은 국제적인 EMC 규격에 의해 규제를 받으므로 이에 대한 해결이 필요하다.

제 3 장 PCB 기판에서의 Radiation 저감

3.1 PCB에서의 Radiation 시뮬레이션

비오 사바르 법칙 (Biot-savart`s Law)에서 직선 전류에 의한 자기장을 구하는 이론을 살펴보면 다음과 같다.

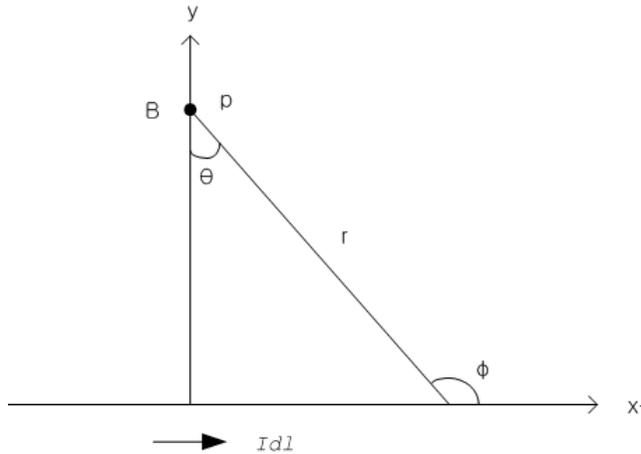


그림 3.1 도선의 전류에 의한 자기장

Figure 3.1 Magnetic Field by current of wire.

그림 4.5 는 도선의 직선 선분을 흐르는 전류에 의한 점 P에서의 자기장 B를 계산하는데 필요한 기하학적 모양을 나타낸다. 도선을 x축으로 하고 점 P는 y축 상에 택한다. 그림에서 보는 바와 같이 좌표 원점에서 거리 x에 있는 대표적인 전류선소는 $I dl$ 이다. r은 이 선소로부터 점 P에 이르는 벡터이다. 이 선소에 의한 P에서의 자기장의 방향은 $I dl \times r$ 의 방향과 같다. 따라서, 자기장의 크기만 계산하면 된다. 그 전류 선소에 의한 자기장은 그 크기가 다음 식과 같다[9].

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dx}{r^2} \sin\Phi \quad (3-1)$$

이다. 여기서 Φ 대신에 θ 를 사용하는 것이 더 편리하다.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dx}{r^2} \cos \theta \quad (3-2)$$

$x = y \tan \theta$ 이므로,

$$dx = y \sec^2 \theta d\theta = y \frac{r^2}{y^2} d\theta = \frac{r^2}{y} d\theta \quad (3-3)$$

이다. dx에 대한 이 식을 식(3-2)에 대입하면

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{r^2} \frac{r^2 d\theta}{y} \cos \theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \cos \theta d\theta \quad (3-4)$$

를 얻는다. 먼저 점 $x = 0$ 의 오른쪽 전류 선소들에 의한 것을 계산하자. 이들 선소에 의한 것들의 합은 $\theta = 0$ 에서 $\theta = \theta_1$ 까지 적분하면 된다. 이 값은

$$B_1 = \int_0^{\theta_1} \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \cos \theta d\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \int_0^{\theta_1} \cos \theta d\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \sin \theta_1 \quad (3-5)$$

이다. 같은 방법으로,

$$B_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \sin \theta_2 \quad (3-6)$$

이다. 도선 선분에 의한 총 자기장은 B_1 과 B_2 의 합이다. 도선에서 장점까지의 수직거리를 y 대신에 R 이라 한다면

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{R} (\sin \theta_1 + \sin \theta_2) \quad (3-7)$$

이다. 만일 이 도선이 매우 길면 이 각들은 거의 90° 이다.

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2I}{R} \quad (3-8)$$

전도 노이즈의 Radiation은 Biot-Savart`s 법칙을 이용하고 Matlab을 사용하여 시뮬레이션 하였다.

```
close all  
clear all
```

```
phi=3.14;  
m0=4*phi*10^-7;  
I=0.014;  
aa=1:50;  
B1=[];
```

```
for r=[1:50];  
    B=(m0*I)/(2*phi*r);  
    B1=[B1;B];  
end  
plot(aa,B1)
```

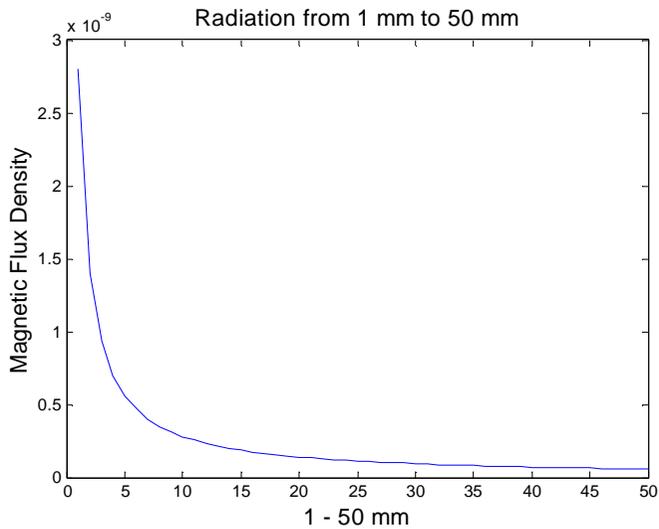


그림 3.2 거리에 따른 자기장의 시뮬레이션 결과
Figure 3.2 Simulation result of magnetic field by distance.

3.2 일반적인 PCB상에서의 Radiation 저감법

EMI의 발생은 많은 다양한 것들에 의해서 발생한다. 이것은 일반적인 수동소자의 역할이 종종 예외적인 결과를 가져오기 때문인데 그림3.3 에서 보면 그 이유를 알 수 있다. 저항은 고주파에서 인덕터와 병렬로 구성된 capacitor와 저항이 직렬로 연결된 형태로 동작을 하며, capacitor는 capacitor와, 저항과, 인덕터가 직렬로 연결된 형태로 동작을 한다. 또한 인덕터는 인덕터와 capacitor가 병렬로 연결된 형태처럼 동작을 한다. 결과적으로 수동소자의 선택은 시간영역에서만 특징뿐만 아니라 주파수영역에서의 특징까지도 고려를 해야 한다. 그리고 이러한 소자들의 특징을 이해하였을 때 간단한 형태의 프로세서로 EMC를 만족하는 제품을 설계할 수 있게 된다[10].

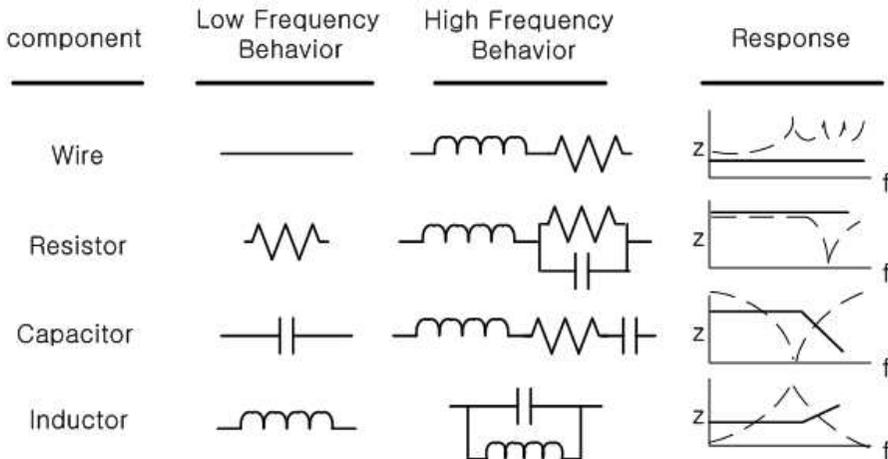


그림 3.3 RF 주파수에 따른 소자 특성

Figure 3.3 Component characteristics at RF frequencies.

전자파 방사는 Source, Coupling 및 Antennas 세 가지의 요소의 관계로 설명이 되며, 고속 디지털 PCB상의 Noise Source는 Trace Signal와 Power noise로 대별할 수 있다[1]. 이 두가지 Noise Source를 제어하기 위해서는 Power Bus 설계, 전송선로 설계, 케이블 설계 등의 방법들이 있는데 특히 30 MHz 이상의 신호들은 Radiation의 형태로 나오게 되므로 이러한 Radiation 노이즈를 줄일 필요가 있다. 2장에서 PCB에서의 노이즈 발생원인은 자계의 생성임을 알았다. 이러한 Near Field에서 나오는 자속을 줄이거나 없애기 위한 방법으로는 처음 설계부터 EMI를 고려하여 루프면적을 줄여주는 방법이 있고, 그렇지 못한 경

우 영상평면(image planes)을 사용하거나, 전송선에 필터를 사용, 또는 알맞은 capacitor를 사용한다. 영상평면은 PCB에 하나의 선로가 있을 때 선로는 y축 방향으로 있고 선로의 높이는 Z축 방향일 때 선로 위쪽에서의 자계와 아래쪽에서의 자계가 반대가 되므로 선로에서의 자계는 서로 상쇄된다[11]. capacitor는 De-coupling과 Bypassing 으로 나눌 수 있는데 De-coupling은 고주파 소자에 의해 전압평면에서 발생된 RF 에너지를 제거해주며 Bypassing은 결합소자나 케이블의 공통모드 EMI의 불요전자파가 민감한 영역으로 들어가는 것을 제거하며, 또한 필터로서의 기능을 제공한다[10]. 이러한 capacitor는 그 실장방법에 따라 효과에 있어 큰 차이를 가진다. 또한 알맞은 거리를 가지는 2개의 capacitor는 하나의 capacitor에 비해서 Low Pass Filter를 구성함에 있어서 더 효과적이다 [6]. 그래서 본 논문에서는 PCB상에서 발생하는 EMI을 줄이기 위해 capacitor 2개를 이용하여 Source Suppression 및 필터링을 해줌으로써 EMI Radiation 저감을 하고자 한다.

3.3 Two-Capacitor Low Pass Filter

실제로 capacitor를 고주파에서 전송선로와 함께 보면 그림3.4 와 같은 형태가 된다. PCB에서 전송선과 그라운드 사이에 하나의 capacitor를 넣어줌으로써 직렬 L과 병렬 C로 구성된 저림하며 전형적인 Low Pass Filter 가 되며 일반적으로 PCB의 Low-speed I/O 선로의 경우 Radiation을 못하도록 고주파 노이즈를 여과시켜야 하는데 이런 capacitor를 이용한 필터는 수 백 MHz에서 효과적인 특성을 가져올 수 있다.

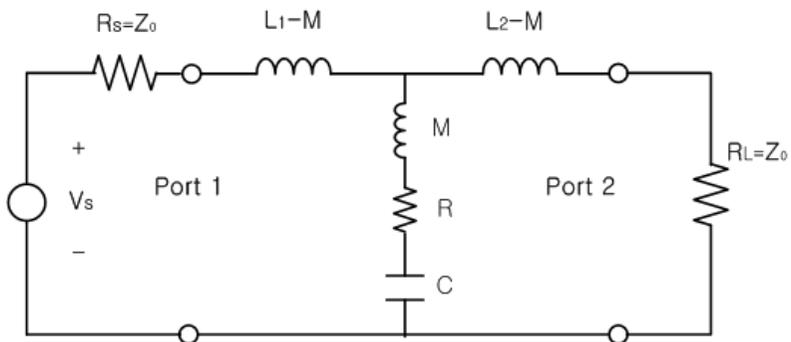


그림 3.4 Low Pass Filter 등가회로

Figure 3.4 Equivalent circuit of a low-pass filter.

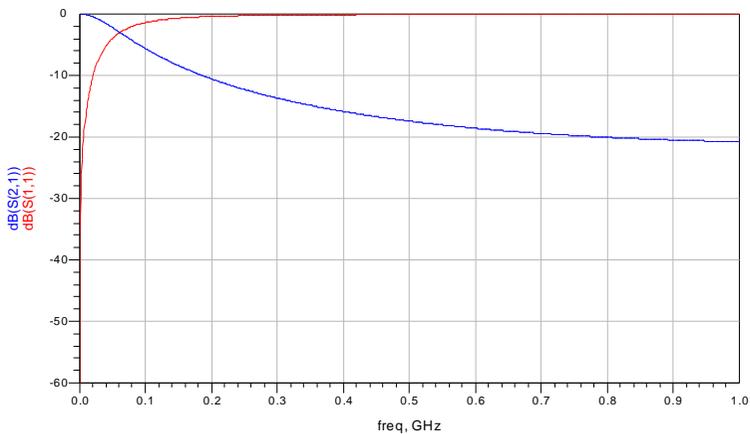


그림 3.5 ADS 시뮬레이션

Figure 3.5 ADS Simulation.

먼저 그림3.5는 ADS로 시뮬레이션 한 결과이며 그림 3.6은 50 mm 전송선로에 100 pF 칩 capacitor를 연결한 실제 제작한 사진이다.



그림 3.6 1-Capacitor를 이용한 LPF
Figure 3.6 Using the 1-Capacitor LPF.

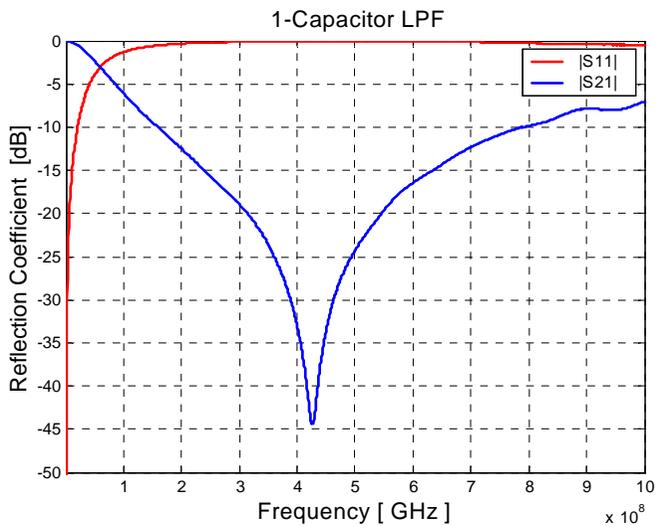


그림 3.7 1-Capacitor를 이용한 LPF 측정결과
Figure 3.7 Measurement of the 1-Capacitor LPF.

그 측정결과는 그림3.7로 대략 400 MHz 대역에서 공진을 하지만 1 GHz 까지 S_{21} 이 10dB 정도로 LPF의 역할을 하고 있다. 하지만 4장에서 설명을 하겠지

만 실제 Radiation을 측정한 결과 capacitor가 있는 뒷부분에서는 Radiation이 저감 되었지만 그 앞단에서는 Radiation이 발생을 한다. 그래서 신호가 나오는 가장 가까운 부분에 capacitor를 연결하여 시뮬레이션 및 측정을 하였다. 시뮬레이션 결과는 역시 그림 3.5와 일치하며 그 측정결과는 그림 3.7과 같다. 하지만 발생하는 Radiation양은 줄어들었다.

capacitor를 두 개 연결하였을 경우 보다 좋은 특성이 나왔다. 하지만 이 때에는 capacitor 간의 간격과 그 값에 따라서 많은 차이를 보인다. 그래서 가장 최적값을 구하기 위해서 ADS를 이용하여 시뮬레이션을 하여 가장 좋은 특성을 갖는 capacitor 값과 거리를 구하였다.

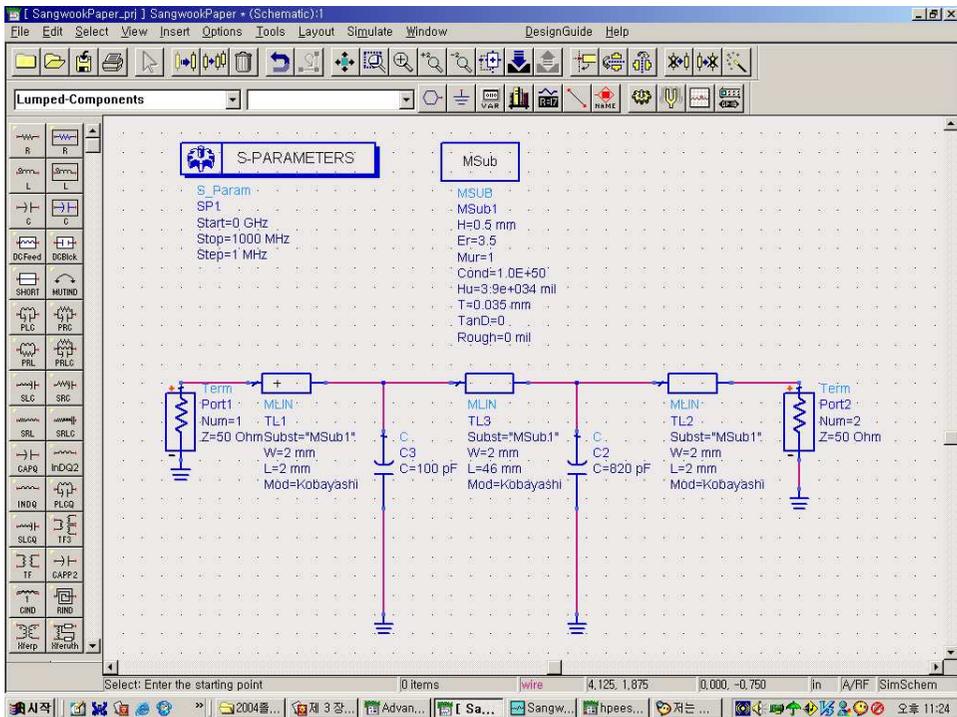


그림 3.8 ADS를 이용한 최적 시뮬레이션
Figure 3.8 Optimal Simulation using ADS

먼저 가장 흔히 사용하는 22 pF, 100 pF, 220 pF, 1000pF 중에서 제일 앞단에는 공진점을 높이기 위해서 100 pF를 사용하였으며, 300 MHz 이상의 대역에서 가장 좋은 특성을 가지는 820 pF capacitor를 사용하였다. 그리고 그 두 캐피시터 간의 간격은 46mm 이다. 시뮬레이션한 결과는 그림 3.9와 같다. 그리고

그림 3.10은 실제 측정된 값이다. 400 MHz 이상인 부분에서는 시뮬레이션 결과와 일치하지 않는 부분이 발생하는데 이것은 Capacitor의 SRF(Self Resonant Frequency) 특성 때문이다.

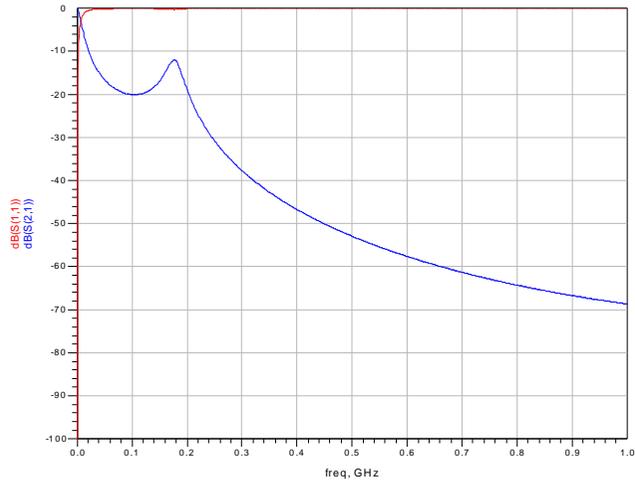


그림 3.9 2-Capacitor를 이용한 ADS 시뮬레이션
Figure 3.9 ADS Simulation using 2-Capacitor.

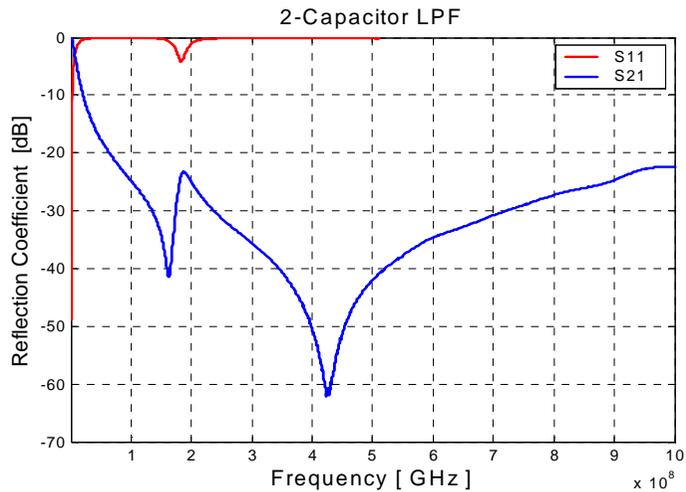


그림 3.0 2-Capacitor를 이용한 LPF 측정치
Figure 3.10 Measurement of the 2-Capacitor LPF

제 4 장 실험 결과 및 고찰

4.1 Radiation 측정시스템 (EMV-200)

그림 4.1에서 보는 바와 같이 가로 세로 100 mm × 100 mm로, 두께 0.5 mm 유전율 3.5인 마이크로스트립 PCB 기판을 제작하였고, 이때 마이크로스트립 라인의 폭은 2 mm, 길이는 50 mm이다.

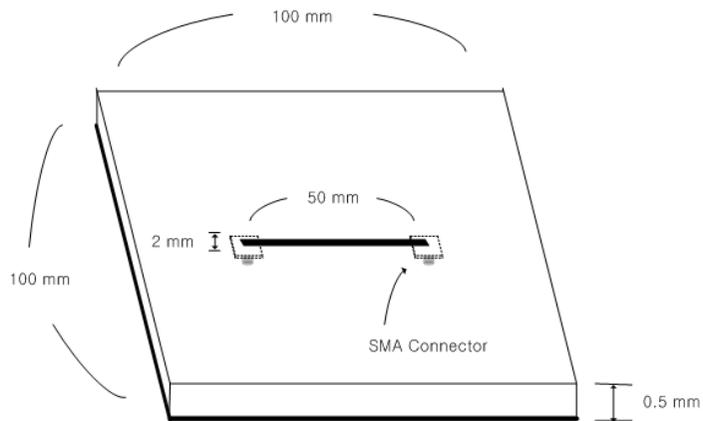


그림 4.1 실험에 사용한 PCB기판
Figure 4.1 Test PCB board.

먼저 실험에 사용된 장비는 HITACHI사의 EMV-200으로 그림 4.2에서 보여진다.

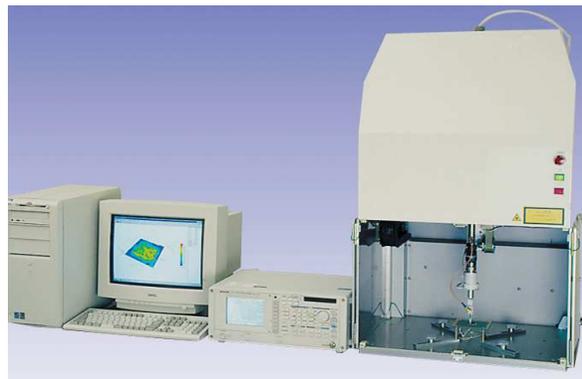


그림 4.2 EMI 테스터 (EMV-200)
Figure 4.2 EMI tester (EMV-200).

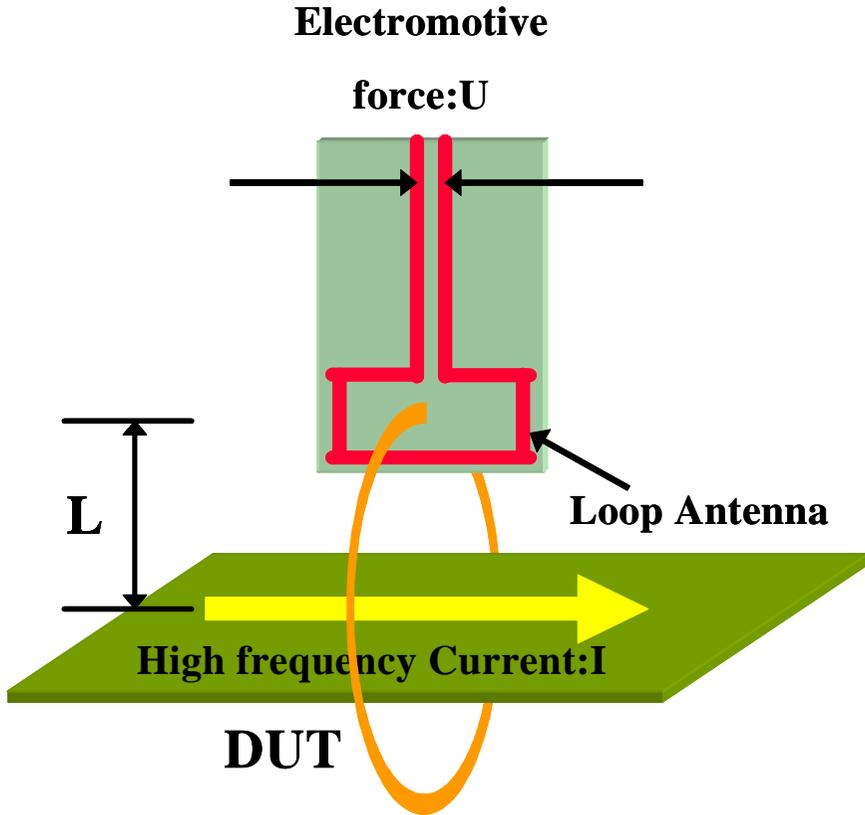


그림 4.3 자기 측정법
Figure 4.3 Measure of Magnetic flux.

이 장비는 PCB 또는 IC 위의 전자파 노이즈의 공간 분포를 보여주는 장비로, 먼저 루프안테나로 된 Near Field 자기 프로브가 X, Y, Z축상을 움직이며 여기에 프로브의 회전각도 θ 로 돌면서 PCB나 IC의 세분화된 점에서의 자기 강도를 스펙트럼 분석기로 측정한다. 그리고 스펙트럼 분석기로 측정한 값을 전압으로 변환시킨 후 컴퓨터에 3D로 나타내어준다.

여기서 자기 프로브는 그림 4.3에서 보는 바와 같이 루프안테나로 구성되어 있으며 페러데이의 법칙에 의해 기전력을 구하게 된다. 기전력은

$$dU = - (dD/dt) dS \tag{4-1}$$

식 (4-1)로 나타내어지며, 여기서 D 는 자속밀도, S 는 루프면적이다.

$$D = D_m \sin \omega t$$

$$D_m = \mu H \tag{4-2}$$

$$H = I/L$$

이를 계산하면 기전력 U 는 식 (4-3)으로 표현할 수 있다.

$$U = \mu \omega IS (\cos \omega t) / L \tag{4-3}$$

실제 측정은 그림 4.4와 같이 PCB에서 1 cm로 높이를 고정하고 신호발생기로 30 MHz, 100 MHz, 300MHz, 500MHz, 1GHz 에서 10 dBm의 신호를 발생시켜 복사노이즈 주파수대역 30 MHz ~ 1 GHz 까지 EMV-200으로 측정을 하였다. 이 때 측정된 포인트는 5 mm × 5 mm 로 포인트 개수는 484개이며 프루브의 각도 θ 는 45°, 90°, 135° 이다.

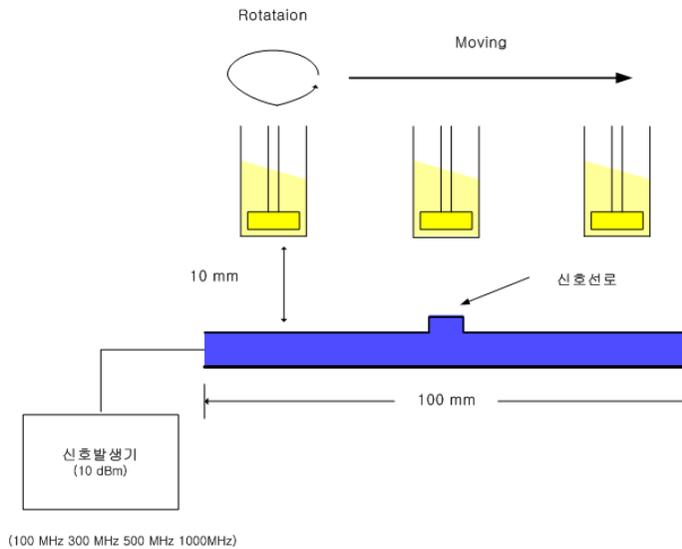


그림 4.4 측정 방법
Figure 4.4 Measured Method.

4.2 PCB에서의 Radiation 측정

먼저 주파수 30 MHz 일 때 제작한 PCB 기판에서 발생하는 Radiation 을 측정하면 그림 4.5와 같고 그 때의 3D 그래프는 그림 4.6이며 30 MHz 에서는 전도성 노이즈의 형태로 흐르기 때문에 Radiation이 아주 미약하게 나타났다. 그림 4.7 ~ 4.14 까지는 주파수 100, 300, 500, 1000 MHz에서의 Radiation을 측정한 결과 및 그 3D 그래픽을 나타낸 것이다. 그림 4.8의 3D 그래픽을 보면 시뮬레이션 한 결과와 일치하는 것을 볼 수 있으며 주파수가 올라갈 수록 Radiation 양이 늘어나는 것을 알 수 있다.

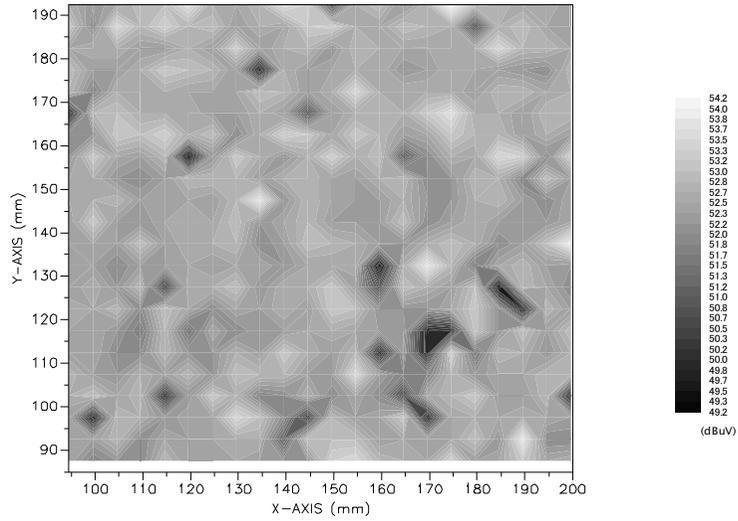


그림 4.5 30MHz 에서의 Radiation 측정
 Figure 4.5 Measurement of Radiation at 30 MHz.

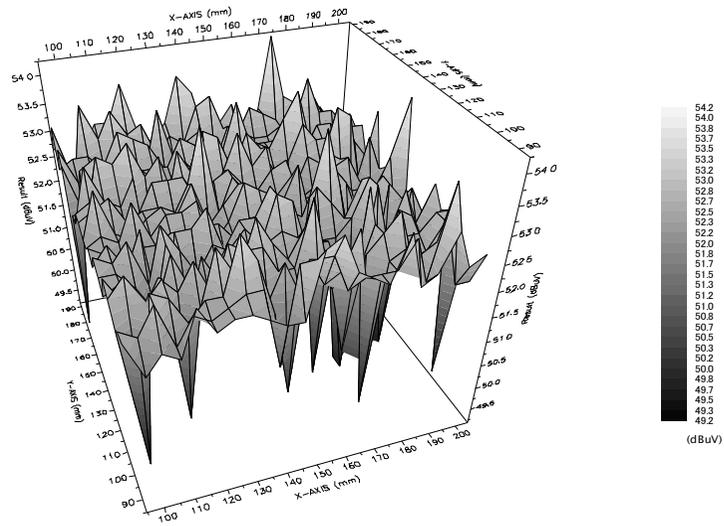


그림 4.6 30MHz 에서의 Radiation 3D 그래픽
 Figure 4.6 3D Radiation graphic at 30 MHz.

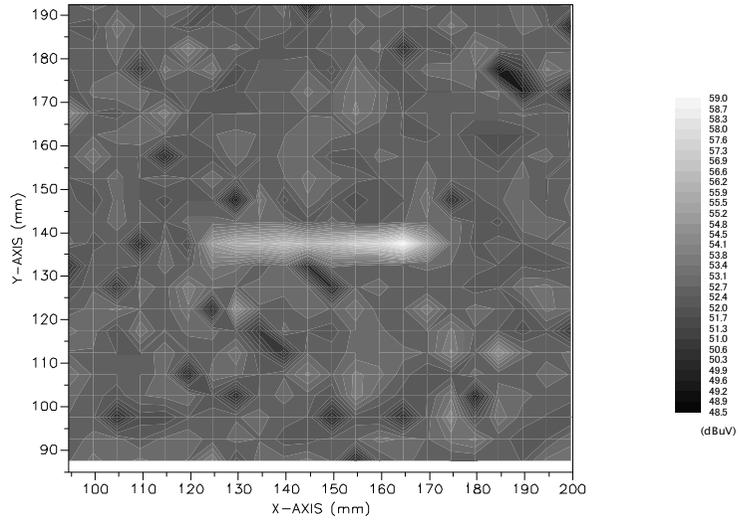


그림 4.7 100 MHz 에서의 Radiation 측정
 Figure 4.7 Measurement of Radiation at 100 MHz.

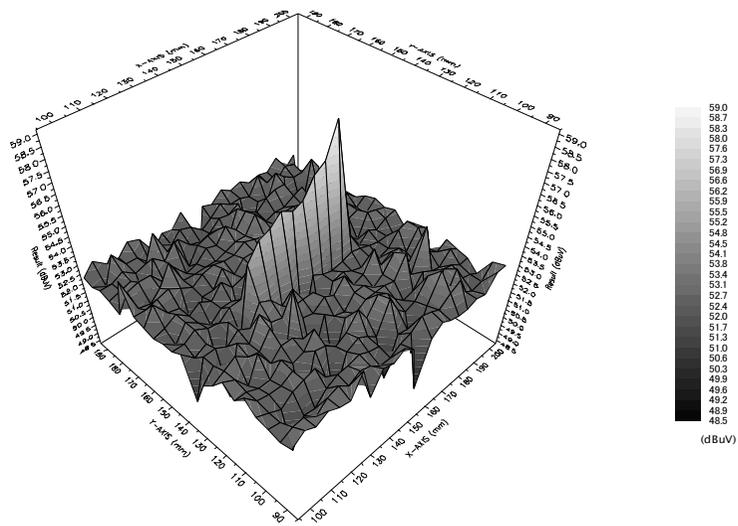


그림 4.8 100 MHz 에서의 Radiation 3D 그래픽
 Figure 4.8 3D Radiation graphic at 100 MHz.

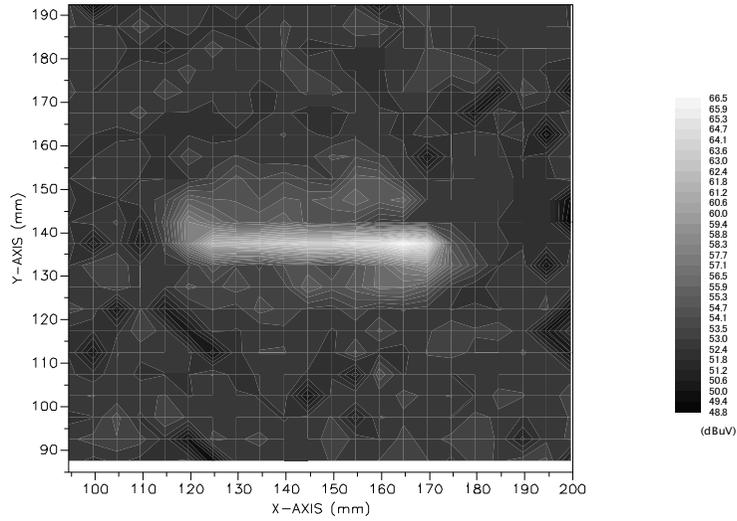


그림 4.9 300 MHz 에서의 Radiation 측정
 Figure 4.9 Measurement of Radiation at 300 MHz.

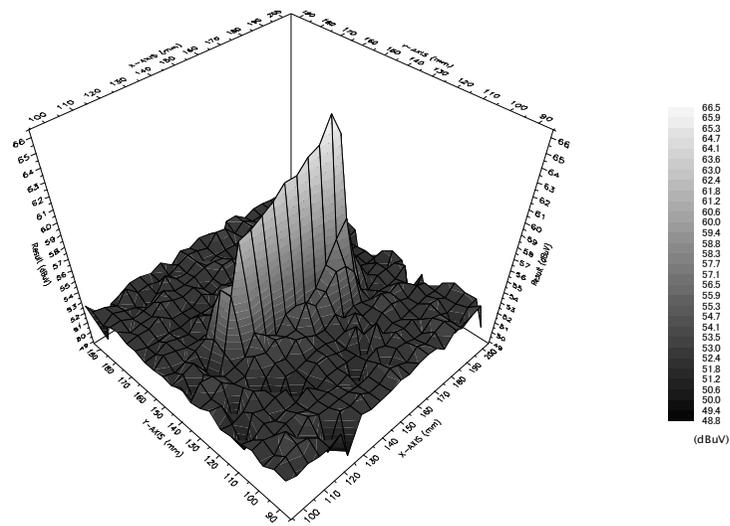


그림 4.10 300 MHz 에서의 Radiation 3D 그래픽
 Figure 4.10 3D Radiation graphic at 300 MHz.

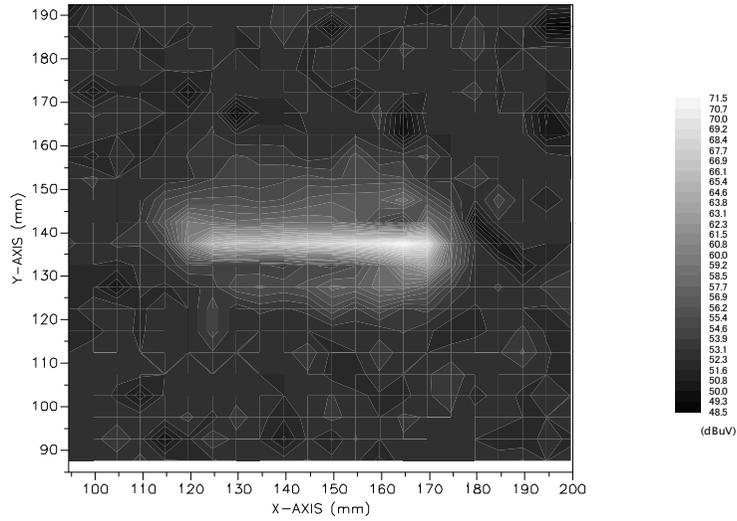


그림 4.11 500 MHz 에서의 Radiation 측정
 Figure 4.11 Measurement of Radiation at 500 MHz.

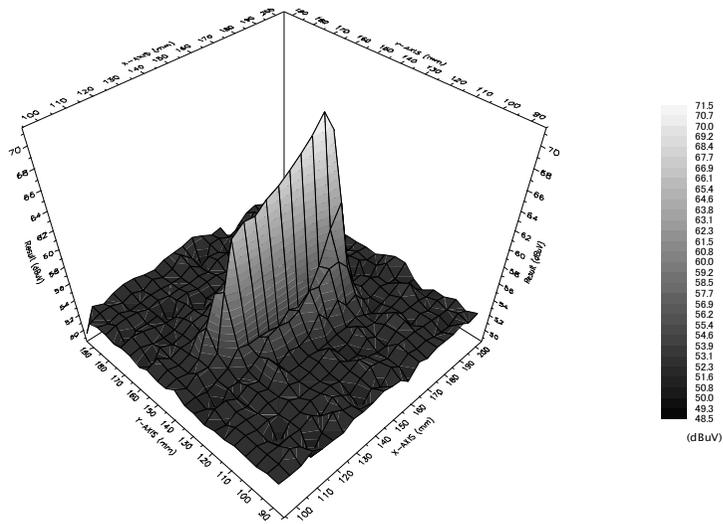


그림 4.12 500 MHz 에서의 Radiation 3D 그래픽
 Figure 4.12 3D Radiation graphic at 500 MHz.

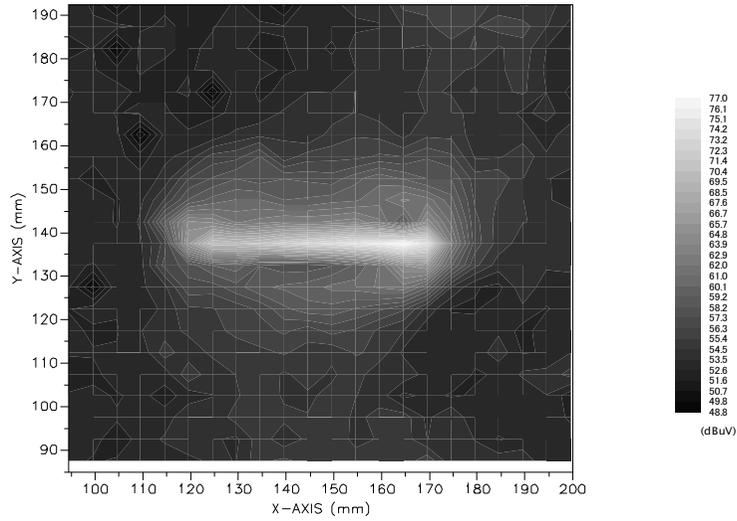


그림 4.13 1000 MHz 에서의 Radiation 측정
 Figure 4.13 Measurement of Radiation at 1000 MHz.

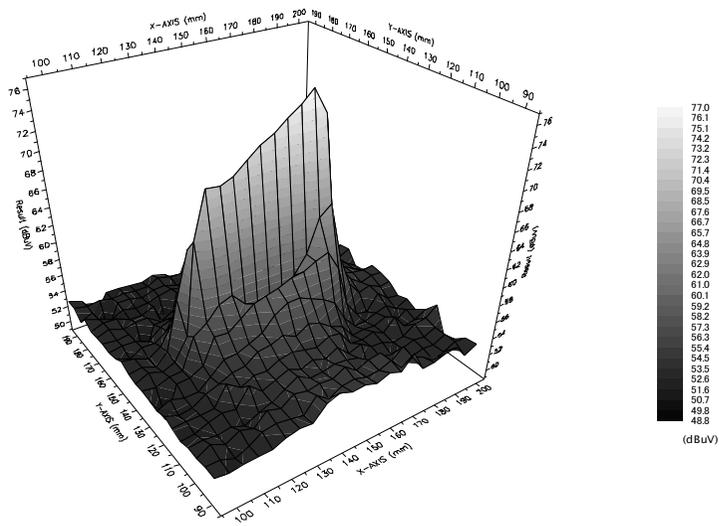


그림 4.14 1000 MHz 에서의 Radiation 3D 그래픽
 Figure 4.14 3D Radiation graphic at 1000 MHz.

4.3 1-Capacitor를 이용한 Radiation 저감 측정

앞에서 측정한 각 주파수대역에서의 Radiation 양을 reference로 잡고 ADS로 시뮬레이션 하여 설계하였다. 일반적으로 PCB 기판에서의 Radiation 제거에 사용하는 capacitor 22 pF, 100 pF, 220 pF, 1000 pF 중에서 공진주파수는 식 (4-4)이고

$$f_c = 1/2\pi\sqrt{L_t \cdot C} \quad (4-4)$$

라인에 의한 인덕턴스 값은 정해져 있으므로, 공진점을 높이기 위해 C값이 작은 100 pF를 중앙에 한개 달았을 때의 Radiation을 측정하였다. 먼저 그림4.15은 100 MHz에서 capacitor 한개만을 설치했을 때의 측정치이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 capacitor가 없는 경우에 비교해서 Radiation 최대값이 대략 6dB 정도 향상 된 것을 볼 수 있으며 그림에서 보듯이 전체적으로 Radiation양이 줄어든 것을 확인 할 수 있다.

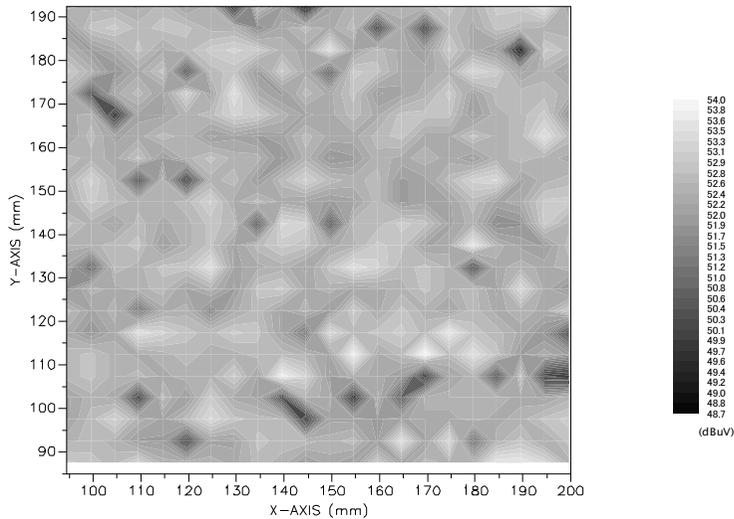


그림 4.15 100 MHz에서 1개의 capacitor를 연결 한 Radiation
Figure 4.15 Radiation of connecting 1 Capacitor at 100 MHz.

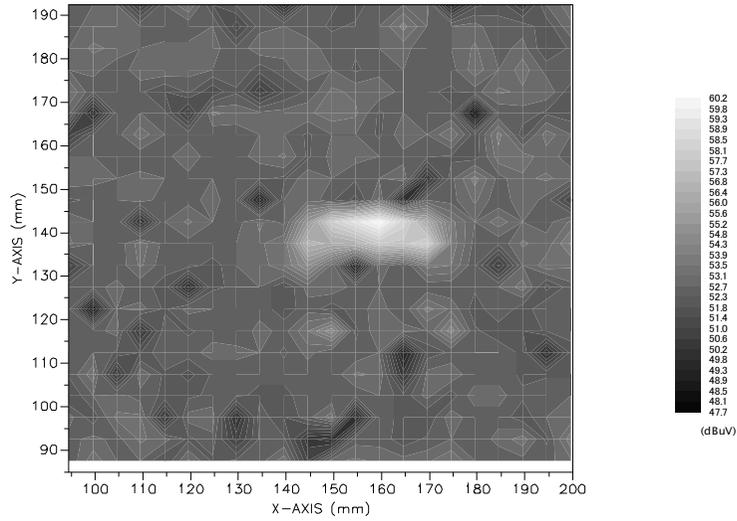


그림 4.16 300 MHz에서 1개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.16 Radiation of connecting 1 Capacitor at 300 MHz.

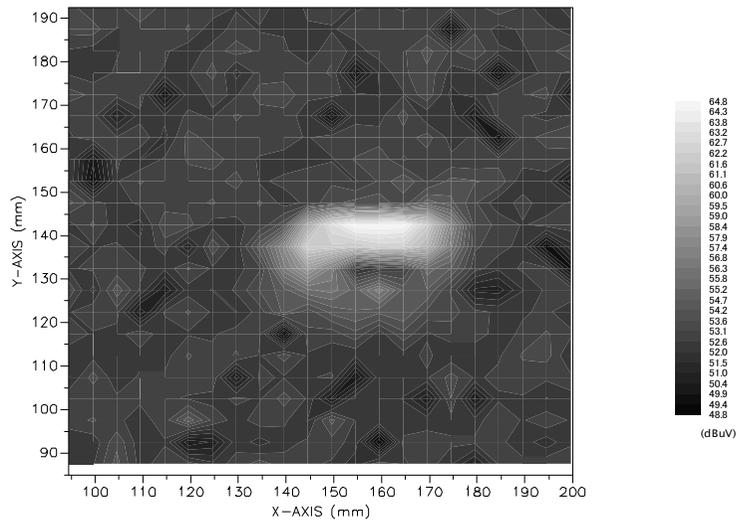


그림 4.17 500 MHz에서 1개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.17 Radiation of connecting 1 Capacitor at 500 MHz.

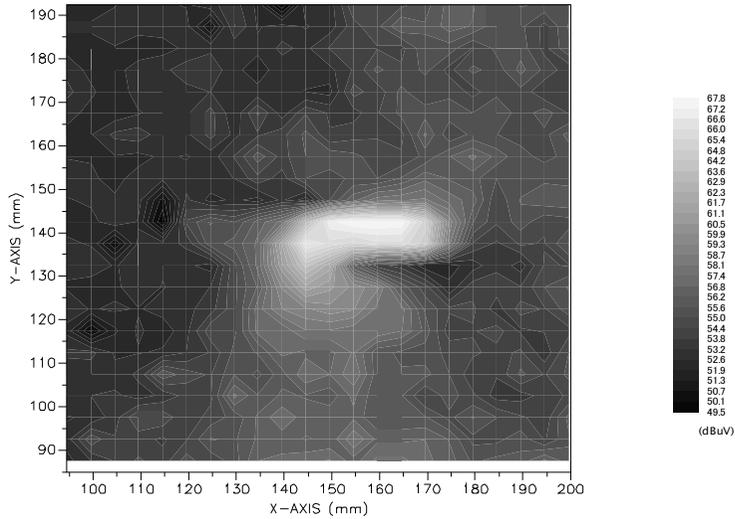


그림 4.18 1000 MHz에서 1개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.18 Radiation of connecting 1 Capacitor at 1000
 MHz.

그림4.16은 300 MHz 일 때 1개의 capacitor를 연결한 경우로 연결하지 않은 경우와 비교해서 6.3dB 개선이 되었다. 그림4.17의 500 MHz 경우 6.7dB, 그림 4.18의 1000 MHz 에서는 9.2dB 의 Radiation이 줄어 든 것을 확인 할 수 있었다. 전체적인 그림 4.15 ~ 4.18 까지를 살펴보면 전체적으로 Radiation은 줄었지만 그 Radiation이 capacitor를 연결한 앞단에 많이 몰려 있는 것을 볼 수 있다. 보통 PCB에서 capacitor를 연결함에 있어서 노이즈 신호가 나오는 가장 가까운 부분에 취부하는 것이 좋다.[2] 그래서 최대한 앞쪽에 capacitor를 연결을 하여 시뮬레이션을 하여 그 결과가 같음을 확인하고 실제로 측정을 하였다.

4.4 1-Capacitor의 취부위치에 따른 Rdiation 저감 측정

그림 4.19 ~ 4.22는 capacitor의 위치를 전송선 앞단 2mm에 취부하였을 때 주파수 100, 300, 500, 1000 MHz 에서의 결과 값이다. 그리고 측정결과 4.2절에서 측정한 결과 그림 4.15 ~ 4.18과 비교해 보면 100 MHz에서 최대값은 0.8 dB 증가하였다. 하지만 300 MHz 에서는 $60.2 \text{ dB}\mu\text{V}$ 에서 $57 \text{ dB}\mu\text{V}$ 로 3.2 dB 줄었으며, 500 MHz 에서는 3 dB, 1000 MHz 에서는 2.1 dB 감소하였다. 그리고 Radiation의 면적도 작아진 것을 눈으로 확인 할 수 있다.

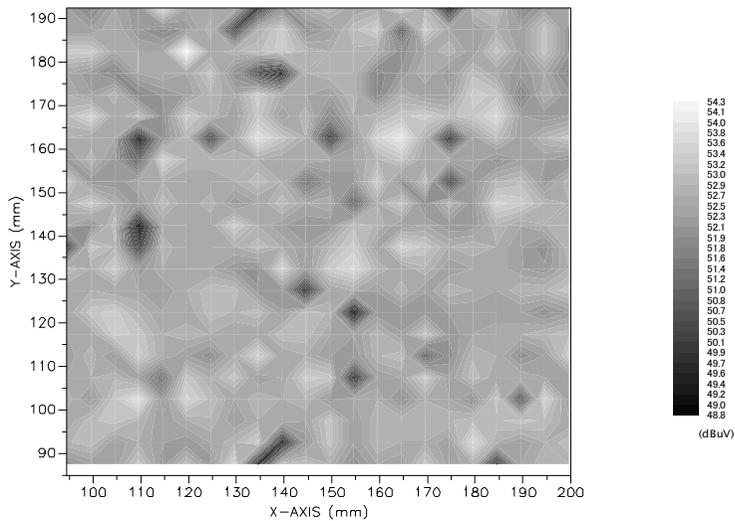


그림 4.19 100 MHz에서 2mm 거리에 capacitor를 둔 경우
Figure 4.19 Capacitor from 2mm distance at 100 MHz.

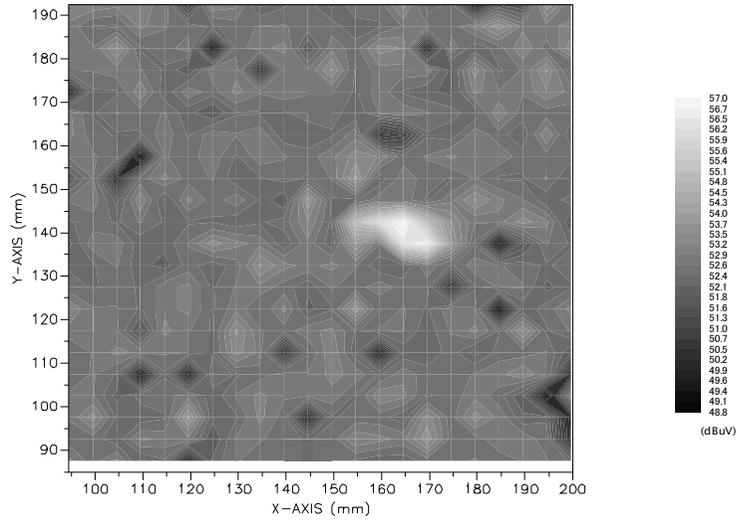


그림 4.20 300 MHz에서 2mm 거리에 capacitor를 둔 경우
 Figure 4.20 Capacitor from 2mm distance at 300 MHz.

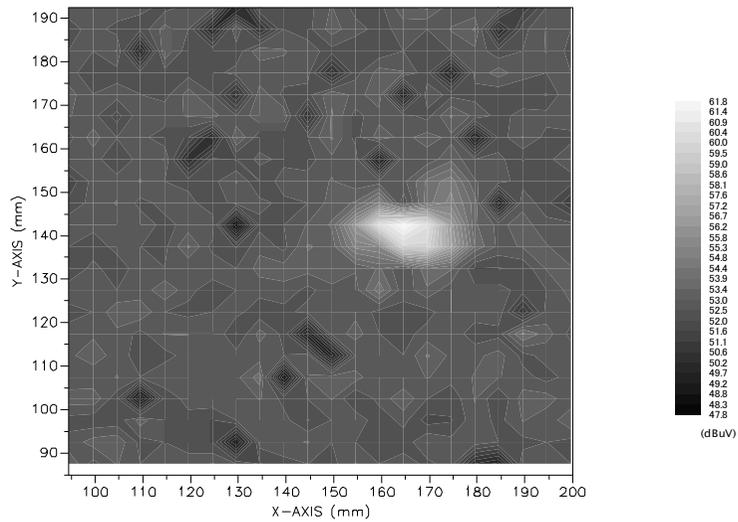


그림 4.21 500 MHz에서 2mm 거리에 capacitor를 둔 경우
 Figure 4.21 Capacitor from 2mm distance at 500 MHz.

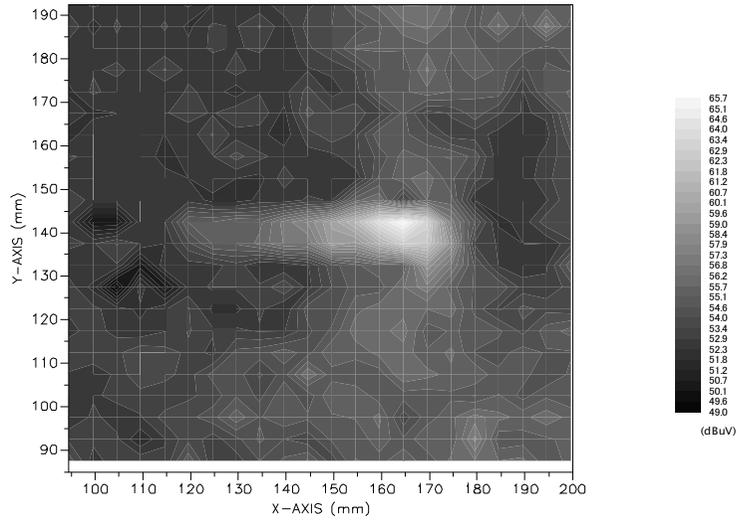


그림 4.22 1000 MHz에서 2mm 거리에 capacitor를 둔 경우
 Figure 4.22 Capacitor from 2mm distance at 1000 MHz.

4.5 2-Capacitor를 이용한 Radiation 저감 측정

그림 4.23 ~ 4.26은 ADS로 시뮬레이션으로 설계한 후 실제 제작하여 측정한 결과 이다. 먼저 그림 4.23의 100 MHz의 경우 최대값이 54.2 $dB\mu V$ 로 reference와 비교해서 4.8 dB 저감되었으며, 2mm 거리에서 Capacitor를 1개 단 경우와 비교해서 0.1 dB 감소하였으며, 그림 4.24의 300 MHz 에서는 54.5 $dB\mu V$ 로 reference 에 비해서 12 dB감소, 2mm 거리에서 Capacitor를 1개 단 경우와 비교해서 2.5 dB 감소하였다. 그림 4.25의 500 MHz 에서는 각각 11.9 dB, 2.1 dB 감소하였으며, 1000 MHz에서는 13.2 dB, 1.9 dB 감소하였다. 그리고 이 값들은 최대 값 만의 비교이며, 그림을 비교해서 보면 더욱 감쇄한 것을 확인 할 수 있다. 하지만 실험에 사용한 Capacitor의 SRF(Self Resonant Frequency) 특성 때문에 시뮬레이션 결과와도 400 MHz 이상인 부분에서 차이 났으며 그 측정결과도 400 MHz 정도에서 가장 좋은 저감 특성을 보였으며, 그 이상에서는 차이가 오히려 조금 줄어들었다. 이 부분에 대해서는 공진주파수가 높은 캐패시터를 사용하면 400 MHz 이상의 대역에서도 좋은 특성을 보이리라 예상된다.

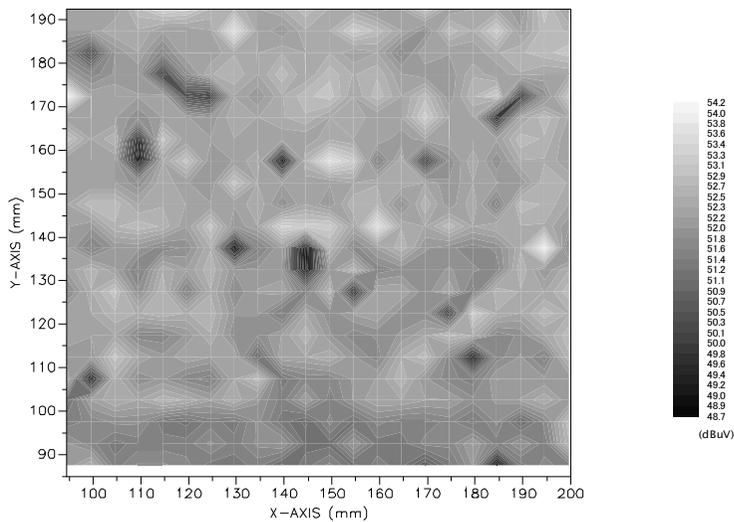


그림 4.23 100 MHz에서 2개의 capacitor를 연결 한 Radiation
Figure 4.23 Radiation of connecting 2 Capacitor at 100 MHz.

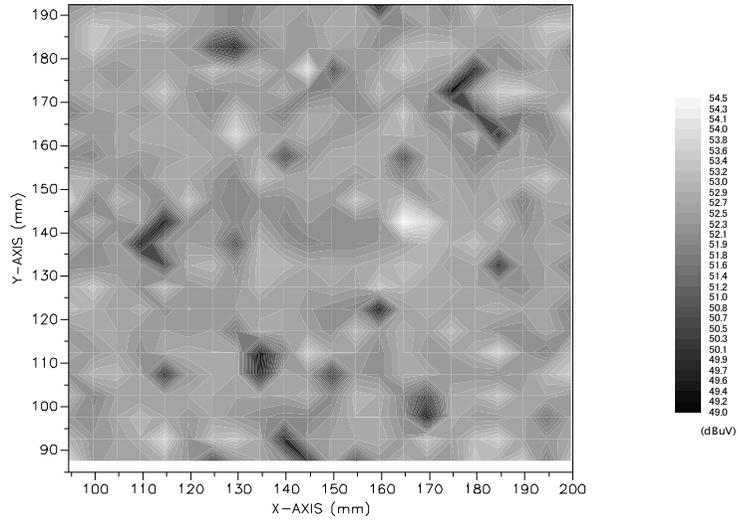


그림 4.24 300 MHz에서 2개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.24 Radiation of connecting 2 Capacitor at 300 MHz.

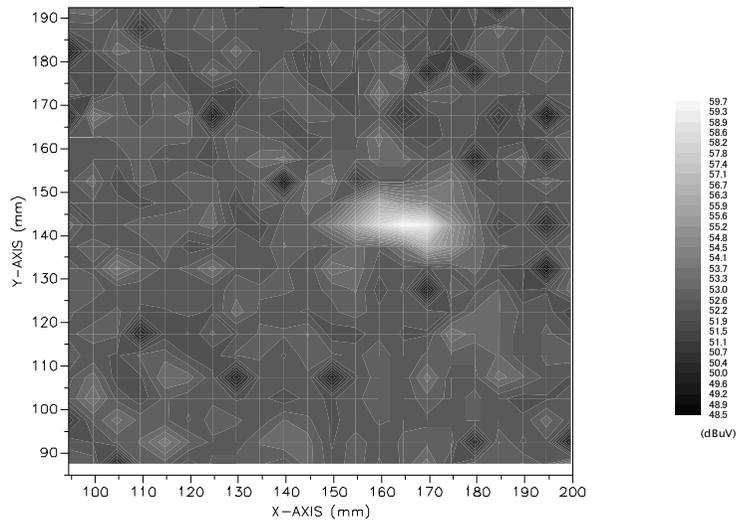


그림 4.25 500 MHz에서 2개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.25 Radiation of connecting 2 Capacitor at 500 MHz.

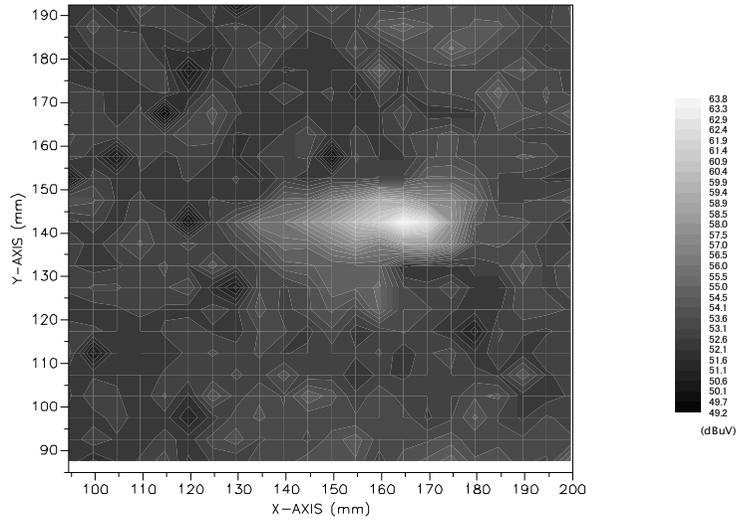


그림 4.26 1000 MHz에서 2개의 capacitor를 연결 한 Radiation
 Figure 4.26 Radiation of connecting 2 Capacitor at 1000.
 MHz.

각각의 최대값에 대해서는 표4.1에 나타내었다.

표4.1 주파수에 따른 Radiation 최대값 비교

Table 4.1 Comparing Maximum Radiation at each Frequency.

(단위 $dB\mu V$)

	100 MHz	300 MHz	500 MHz	1000 MHz
reference	59	66.5	71.5	77
1 capacitor	54	60.2	64.8	67.8
1 capacitor (2mm)	54.3	57	61.8	65.7
2 capacitor	54.2	54.5	59.7	63.8

제 5 장 결 론

최근의 고속화된 IC 나 마이크로프로세서는 노이즈에 대한 EMC 문제에 주의 를 해야한다. 고속 디지털 PCB상의 Noise Source는 Trace Signal와 Power noise라 할 수 있으며 이러한 PCB 기판에서 발생하는 EMI를 제거하기 위해서 과거부터 지금까지 지속적인 개발과 연구로 많은 제품과 기법들이 제공되고 있다.

PCB 기판에서의 오동작중에서도 60%이상이 EMI Radiation 문제로, PCB에 있어서 Radiation은 제거해야 한다. 이러한 Radiation을 저감시키기 위해 Radiation이 많이 일어나는 프로세서나 증폭기 부분에는 차폐를 시키지만, 신호 선을 따라서 흐를 경우 30 MHz 이상에서는 PCB 기판은 의도하지 않은 안테나 가 된다. 그래서 이러한 Radiation을 줄이기 위해서 여러 가지 방법들이 있는데 본 논문에서는 2-Capacitor를 이용한 Source Suppression 및 필터링을 해줌으로써 EMI Radiation 저감하였다.

먼저 일반적인 PCB 기판에 100, 300, 500, 1000 MHz 10 dBm 의 신호를 인가하여, 발생하는 Radiation을 본 논문에서 측정 장비로 사용한 EMV-200으로 Radiation을 측정하여, Reference로 잡고 그 결과 59 ~ 76 $dB\mu V$ 의 Radiation이 발생하였다. 그리고 100 pF Capacitor 1개를 설치하여 측정하였고, 그 실장위치를 소스 2mm 부분에 두었을 때 각각의 주파수에 대해 대략 3 dB 정도 더 개선되는 것을 보았다.

또한 ADS로 2-Capacitor의 최적 간격 및 값을 구하여 실제 제작, 측정한 결과 100 MHz의 경우 최대값이 54.2 $dB\mu V$ 로 reference와 비교해서 4.8 dB 저감되었으며, 2mm 거리에서 Capacitor를 1개 단 경우와 비교해서 0.1 dB 감소하였다. 300 MHz 에서는 54.5 $dB\mu V$ 로 reference 에 비해서 12 dB감소, 2mm 거리에서 Capacitor를 1개 단 경우와 비교해서 2.5 dB 감소하였다. 500 MHz 에서는 reference와 비교 11.9 dB, 1-Capacitor와 비교 2.1 dB 감소하였으며, 1000 MHz에서는 13.2 dB, 1.9 dB 감소한 것을 확인하였다. 그리고 이 값들은 최대 값만의 비교이며, 그림을 비교해서 보면 Radiation의 감쇠를 눈으로 확인할 수 있다.

여기서 1-Capacitor 와 비교 했을 때 300 MHz 부근에서 가장 좋은 특성을 가지는데 이것은 2-Capacitor를 사용함으로써 Capacitor 각각의 공진에 의해 S_{21} 곡선이 300 MHz에서 떨어지다가 다시 증가하기 시작하기 때문에 S_{21} 특성이 가장 좋은 300 MHz 근처에서 Radiation 저감 특성 역시 좋아졌다. 그래서 공진주파수가 높은 소자를 사용하여 공진주파수 대역을 증가시킨다면, 500 MHz

이상에서도 더욱 좋은 특성이 나올 것이라 예상된다.

PCB 기판을 실제 제작함에 있어서 초기 설계 단계부터 PCB를 하나의 안테나로 보고, 그 루프면적을 줄이며, 각각의 신호선에 대한 Capacitor의 실장 등의 그에 알맞은 최적 설계를 할 필요가 있다. 그리고 PCB를 설계 한 후에도 각각의 선의 길이, 모양, 프로세서의 위치에 따라서 Radiation이 발생함으로 위에서 사용한 측정방법을 통해 그 Radiation을 측정하고, 2-Capacitor를 이용하여 각각의 공진을 이용한 그에 알맞은 설계를 한다면 PCB에 있어서 계속 심화, 추가되는 EMI/EMC 규격을 만족할 것을 확신한다.

참고문헌

- [1] 박학병, 김형근, 박노천, 정규백, “PCB 설계인자의 복사성 EMI영향 분석” 한국전자과학회, 전자과학기술, 제14권, 제1호, 2003.
- [2] 민경찬, *전자파 (EMC) 환경공학* p.114, pp.209-209, 2003.
- [3] Fang Han, Linchang Zhang, "Radiation characteristics of Transmission Line in PCBs," IEEE 1995 International Symposium on Electromagnetic Compatibility.
- [4] 김기채, 김동일, 명노훈, 박동철, 이영훈, *전자파환경공학*, pp.237-240, 대영사, 2001.
- [5] 김수형, “Consideration EMC of Semiconductor”, EMC Korea'99 한국전자과학회, EMI/EMC 기술 워크숍, 1999.
- [6] Theodore M. Zeeff, Todd H. Hubing, Thomas P. Van Doren, David Pommerenke, "Analysis of Simple Two-Capacitor Low-Pass Filters," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.45, No.4, Nov. 2003.
- [7] Mark I. Montrose, *EMC and the Printed Circuit Board Design, Theory, and Layout Made Simple*, pp.14-61, pp.125-157, IEEE Press, 1998.
- [8] Mark I. Montrose, "EMI and the PCB Fundamental Concept and Design Techniques", EMC Korea'99 한국전자과학회 EMI/EMC 기술 워크숍, 1999.
- [9] 대학물리교재 편찬위원회 역, *기초물리학*, pp.463-467, 범한도선, 1993.
- [10] Mark I. Montrose, *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC compliance*, pp.4-5, pp.46-47, 1996.
- [11] 박이섭, 이중근, “PCB 선로에서 복사되는 불요전자파를 억제하기 위한 기술”, 한국전자과학회 논문지, 제11권, 제7호, 2000.

감사의 글

대학 입학에서부터 대학원까지 6년간 한결 같은 모습으로 '전파'란 무엇인지에 대해서 가르쳐 주시며, 저의 미숙함과 게으름이 보일 때는 아버지처럼 꾸중하시며, 힘들어 할 때는 힘내라고 따뜻한 격려를 해주시며 부족한 저를 지금까지 이끌어 주신 지도교수 김동일 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 깊은 관심으로 논문심사를 맡아주신 강인호 교수님과, 윤 영 교수님께 감사드리며, 6년간 학부와 대학원 수업을 하시며 저를 가르쳐 주시던 은사이자 인생의 선배이신 조형래 교수님, 민경식 교수님, 김기만 교수님, 정지원 교수님께 감사드립니다.

학부 때 마이크로파 실험실에서 생활할 수 있도록 허락해주며, 많은 것을 가르쳐 주셨던 대환이형과 항상 찾아가면 따뜻한 커피와 여러 이야기들을 해주신 중성이형, 연구실 사람들이 힘들어 할 때쯤이면 항상 찾아오셔서 힘들어하던 저희에게 맛있는 밥을 사주시던 PSB 원영수 국장님 그리고 저희에게 초코파이 아저씨로 더욱 친숙한 KBS 박우근 부장님께 감사의 마음을 전합니다.

제가 졸업논문을 쓰는 동안 많은 신경을 써 주셨던 산업기술 연구소의 민정이 누나, 여러 논문 및 자료들을 보내주셨던 최동묵 박사님, 항상 연구실의 작은 일부터 큰일까지 돌봐주시던 송재만 박사님께도 감사드립니다.

실험실에서 생활을 하는 동안 힘든 일도 있었고 재미난 일도 있었고 여러 가지 추억들이 많이 있습니다. 우선 연구실의 박사과정인 준영이형, 집에 갈 때 차 태워주시며 바쁘게 살아가는 동한이형 그리고 졸업하고 나서도 여러 가지로 신경 써준 도연이형, 실험실에서 1년동안 같이 즐겁게 보낸 후배 정현, 재현, 대훈씨, 논문 쓰는 동안 여러 가지로 많이 도와준 신자, 그리고 우리 2학년 동기이며 때론 일 때문에 티격태격도 한 실험실 살림꾼 승재형, 공부 열심히 하며 묵묵히 일 도와주던 상현이형, 연구실에서의 벗이자 같이 공부하고, 연구하며 토의하던 루이 실험실에서 없어서는 안 될 상미누나 등 마이크로파 연구실 모든 식구들에게도 감사드리며 앞날의 무궁한 발전을 기원합니다.

또한 전파공학과 모든 대학원생들과 과 선배이자 힘이 들 때 찾아가서 이야기 나누던 조교 민지 누나, 동식이형, 수홍이형, 힘내고 열심히 하라고 응원해주던 친구 영진이, 같이 영화보며 항상 내 편이 되어주었던 경욱이, 대학원 진학을 고민하고 있는 종원이, 항상 만날 때 마다 즐거운 웃음을 만들어 주었던 우리 99 동기들에게도 감사의 말을 전하고 싶습니다.

끝으로 사랑과 정성으로 저를 키워주시며 걱정하며 염려해주신 어머니, 아버지, 군대에서 고생하고 있는 동생 진욱이, 명절 때 마다 저에게 관심을 가져주시며 조언을 해주신 큰 아버지, 그리고 윤태, 지혜 등 친척들에게 고마운 마음을 전하며 이 작은 결실을 받칩니다.